



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 42 36 178 A 1**

⑤① Int. Cl.<sup>5</sup>:  
**H 04 L 25/00**  
H 04 L 27/10.

②① Aktenzeichen: P 42 36 178.8  
②② Anmeldetag: 27. 10. 92  
②③ Offenlegungstag: 12. 8. 93

DE 42 36 178 A 1

③① Unionspriorität: ③② ③③ ③④  
08.11.91 CH 3260/91

⑦① Anmelder:  
Ascom Radiocom AG, Solothurn, CH

⑦④ Vertreter:  
König, R., Dipl.-Ing. Dr.-Ing.; Bergen, K., Dipl.-Ing.,  
Pat.-Anwälte, 4000 Düsseldorf

⑦② Erfinder:  
Wittneben, Armin, Dr., Baden, CH; Liu, Weilin, Dr.,  
Fislisbach, CH

⑤④ Verfahren zur Übertragung digitaler Daten

⑤⑦ Bei einem Verfahren zur Übertragung digitaler Daten über einen schwundbehafteten Kanal werden die in Form von mindestens vierstufigen Symbolen vorliegenden Daten mit einem Pulsformer (9) in ein Basisbandsignal umgewandelt. Dieses wird mittels eines bekannten FM-Verfahrens über den schwundbehafteten Kanal übertragen. Im Empfänger wird das übertragene Basisbandsignal mit einer bestimmten Abtastrate abgetastet, worauf Symbole geschätzt werden. Gemäß der Erfindung wird das Basisbandsignal senderseitig durch ein Hochpaßfilter zumindest von seinem DC-Anteil befreit. Empfängerseitig werden die geschätzten Symbole unter Verwendung eines eine vorhandene Intersymbolinterferenz zumindest weitgehend kompensierenden DFE-Decoders (21) ermittelt. Das Einschwingen des DFE-Decoders (21) wird durch einen vorgeschalteten Blockegalisator (22) verbessert, der gezielt die out-of-Block Intersymbolinterferenz eliminiert. Signalamplitude und DC-Offset werden empfangnerseitig durch eine Open-Loop-Parameterschätzung ermittelt.

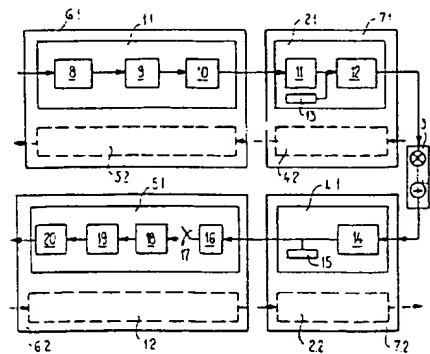


Fig. 1

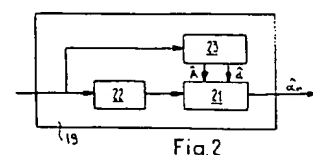


Fig. 2

DE 42 36 178 A 1

## Beschreibung

## Technisches Gebiet

5 Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Übertragung digitaler Daten über einen schwundbehafteten Kanal, bei welchem Verfahren

- a) die in Form von mindestens vierstufigen Symbolen mit einer gegebenen Symbolrate  $1/T_s$  vorliegenden Daten mit einem Pulsformer in ein Basisbandsignal umgewandelt werden,
- 10 b) das Basisbandsignal mittels eines FM-Verfahrens über den schwundbehafteten Kanal übertragen wird,
- c) ein das übertragene Basisbandsignal beinhaltendes Empfangssignal mit einer bestimmten Abtastrate  $T_A$  abgetastet wird und
- d) aus dem abgetasteten Empfangssignal geschätzte Symbole ermittelt werden.

15 Die Erfindung betrifft auch eine Vorrichtung zur Durchführung des genannten Verfahrens. Insbesondere bezieht sich die Erfindung auf einen Senderschaltkreis und einen Empfängerschaltkreis zum Senden resp. Empfangen von Signalen der genannten Art.

20 Stand der Technik

Ein Verfahren der eingangs genannten Art ist z. B. aus dem Artikel "The Feasibility Study of the Nyquist Baseband Filtered 4-Level FM for Digital Mobile Communications", K. Kage, Y. Sasaki, M. Ichihara, T. Sato, Globecom '85, Conference Record, pp. 200—204, 1985, bekannt. Beim dort beschriebenen System wird ein zweistufiges Eingangssignal in ein vierstufiges Signal umgewandelt und durch ein Prämodulationsfilter bandbegrenzt. Die Übertragungsfunktion dieses Filters entspricht der Wurzel eines sog. "Raised-Cosine Roll-off Nyquist"-Filters. Das bandbegrenzte Basisbandsignal wird mit einem Modulator in ein kontinuierliches FM-Signal transformiert. Auf der Empfängerseite wird das FM-Signal demoduliert und durch ein Bandbegrenzungsfilters, das dem oben genannten Wurzel-Nyquist-Filter entspricht, gefiltert. Schließlich wird ein Clock-Signal extrahiert und eine 4-Stufen-Symboldetektion sowie die Reduktion auf ein binäres Signal durchgeführt. Um die Drift der Mittenfrequenz abzugleichen, wird eine entscheidungsgestützte automatische Kontrolle des DC-Offsets und der Amplitude vorgeschlagen.

Der Vorteil dieses bekannten Systems liegt in der hohen Bandbreiteneffizienz. Allerdings ist die quaternäre FM viel empfindlicher gegenüber schaltungstechnischen Imperfektionen als die binäre. Entsprechend gibt es bestimmte Betriebsmodi mit großen Übertragungsverlusten. Aus der allgemeinen Studie von K. Kage et. al. ist aber nicht zu entnehmen, wie die negativen Auswirkungen der technischen Imperfektionen vermieden werden können.

40 Darstellung der Erfindung

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren der eingangs genannten Art anzugeben, das die beim Stand der Technik vorhandenen Unzulänglichkeiten vermeidet und insbesondere zur Realisierung in einem Modem geeignet ist, welches sich z. B. an ein Sprechfunkgerät anschließen läßt.

Gemäß der Erfindung besteht die Lösung darin, daß bei einem Verfahren der eingangs genannten Art 45 sendeseitig das Basisbandsignal durch ein Hochpaßfilter zumindest von seinem DC-Anteil befreit wird und die geschätzten Symbole unter Verwendung eines eine vorhandene Intersymbolinterferenz (ISI) zumindest weitgehend kompensierenden DFE-Decoders ermittelt werden.

Durch die Hochpaßfilterung werden die im untersten Frequenzbereich liegenden Signalanteile eliminiert. Dies wirkt sich positiv auf die im Empfänger durchzuführende Parameterschätzung des DC-Offsets und der Signalamplitude aus. Signalbedingte Störeinflüsse auf die Parameterschätzung bleiben aus. Infolgedessen wird 50 die Parameterschätzung robuster. Mit dem Decision Feedback Equalizer (DFE) kann mit relativ geringem Aufwand die ISI, die durch den Hochpaß eingeführt worden ist, wieder entfernt werden.

Gemäß einer besonders bevorzugten Ausführungsform werden die Symbole in voneinander unabhängigen Blöcken einer bestimmten Blocklänge übertragen. Die blockweise Übertragung ermöglicht den Betrieb im Zeit-Multiplex. Die zwar innerhalb eines Blocks als konstant anzunehmenden Parameter unterscheiden sich 55 allerdings stark von Block zu Block. Sie werden deshalb gemäß einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung auf digitaler Ebene mit einer rückkopplungsfreien Parameterschätzung ermittelt.

Die sog. Open-Loop-Parameterschätzung, die sich nicht auf die geschätzten Symbole stützt, hat im allgemeinen eine kürzere Einschwingzeit als ein entscheidungsgestütztes Verfahren. Wenn die Symbole in voneinander unabhängigen Blöcken (burst-Betrieb) übertragen werden, ist eine kurze Einschwingzeit des Parameterschätzers sehr wichtig. Während die Intersymbolinterferenz durch DC-Entkopplung das Einschwingen des Parameterschätzers mit Entscheidungsrückkopplung erheblich erschwert, profitiert das Open-Loop-Verfahren von der Entfernung der DC-Komponenten im Sender. Im übrigen hat die rückkopplungsfreie Parameterschätzung den Vorteil eines unbegrenzten Schätzungsbereiches. Schließlich kann sich eine solche Parameterschätzung auch 65 nicht an einem falschen Wert "aufhängen".

Mit Vorteil hat das Hochpaßfilter eine Grenzfrequenz von mindestens 20 und höchstens 300 Hz. Besonders bevorzugt ist eine Grenzfrequenz von 50 bis 200 Hz, insbesondere von 50 bis 100 Hz. Im Hinblick auf eine gute Parameterschätzung für den DC-Anteil ist eine hohe Grenzfrequenz von Vorteil. Je höher aber die Grenzfrequenz

quenz ist, desto mehr wird die Symbolschätzung beeinträchtigt.

In der Regel ist am Eingang eines Sprechfunkgeräts bereits ein Hochpaß implementiert. Damit die Qualität der Datenübertragung unabhängig vom verwendeten Funkgerät ist, ist es von Vorteil, wenn am Ausgang des Senderschaltkreises des Modems ein Hochpaß mit einer relativ hohen Grenzfrequenz vorgesehen wird. Die Grenzfrequenz des Hochpasses des Modems ist z. B. fünfmal größer als diejenige des Funkgeräts.

Da die ISI-Energie bei gegebenem Amplitudengang stark vom Phasengang des Hochpaßfilters abhängig ist, wird als Hochpaßfilter mit Vorteil ein Filter erster Ordnung eingesetzt.

Mit Vorteil ist dem DFE-Decoder ein Blockegalisator vorgeschaltet, der gezielt die durch benachbarte Blöcke hervorgerufene Intersymbolinterferenz abgleicht. Der DFE-Decoder selbst kompensiert nur die blockinterne ISI. Auf diese Weise kann das Einschwingen des DFE-Decoders insbesondere beim Zeit-Multiplex-Betrieb maßgeblich verbessert werden.

Gemäß einer bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird das Empfangssignal mit einem freilaufenden Oszillator mit einer Abtastrate  $1/T_A$  abgetastet, die größer als die Symbolrate  $1/T_S$  ist. Mit einer Taktphasenschätzung wird der Taktphasenfehler ermittelt, entsprechend welchem das überabgetastete Empfangssignal einmal pro Symbolintervall interpoliert wird. Der Vorteil dieser Ausführungsform besteht darin, daß eine Rückkopplung vom Digital- zum Analogteil vermieden wird. Zudem können die Abtastwerte blockweise mit einem digitalen Signalprozessor (DSP) im time sharing-Betrieb verarbeitet werden.

Bei der Interpolation werden gemäß einer besonders bevorzugten Ausführung der Erfindung taktphasenfehlerabhängige Koeffizienten zur Gewichtung des abgetasteten Empfangssignals verwendet, die den Fehler zwischen dem interpolierten und dem idealen Signalwert im gesuchten Abtastzeitpunkt unter Berücksichtigung der gesamten Übertragungsstrecke nach dem MMSE-Kriterium optimieren. Dadurch, daß die Interpolation nicht nur die Abtastwerte als solche, sondern das ganze Übertragungssystem berücksichtigt, kann sie mit einer sehr geringen Anzahl von Taps auskommen. Es hat sich gezeigt, daß bei einer Abtastrate, die viermal größer ist als die Symbolrate, und einer Interpolation, die mindestens zwei und höchstens drei Werte des abgetasteten Empfangssignals berücksichtigt, trotz des implementationsmäßig sehr geringen Aufwands eine qualitativ hochstehende Signaldetektion realisiert werden kann.

Besonders vorteilhaft ist es, wenn bei der Taktphasenschätzung die Werte des überabgetasteten Empfangssignals mit einem FIR-Vorfilter gefiltert werden, dessen Stützstellen entsprechend der Abtastrate  $T_A$  beabstandet sind und dessen Koeffizienten zumindest näherungsweise gemäß

$$\cos(\partial\pi/2) g(\partial T_A) \quad (1)$$

bemessen sind, wobei  $g(\cdot)$  die Übertragungsfunktion des Gesamtsystems ist. Auch ein solches Vorfilter zeichnet sich durch eine besonders geringe Tapzahl aus.

Zur Reduktion des Aufwandes bei der Implementation des Vorfilters wird die optimale Impulsantwort gemäß dem LSE-Prinzip approximiert. Ein solches Vorfilter liefert bereits bei 3–5 Taps sehr befriedigende Resultate. Es ist dabei herauszustreichen, daß ein solches Vorfilter bei der Taktphasenschätzung auch bei Systemen angewendet werden kann, die sich nicht durch senderseitige Hochpaßfilterung, empfängerseitige DFE-Decodierung oder Blockegalisierung auszeichnen.

Ein Senderschaltkreis, der sich insbesondere für die Verwendung in einem Modem eignet, das an ein FM-Sprechfunkgerät anschließbar ist, zeichnet sich durch einen Pulsformer zum Umwandeln von mindestens vierstufigen Symbolen in ein Basisbandsignal, einen Signalausgang zum Anschließen des Senderschaltkreises an das FM-Sprechfunkgerät und ein Hochpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von mindestens 50 Hz und höchstens 200 Hz zwischen Pulsformer und Signalausgang aus.

Ein Empfängerschaltkreis, der sich zum Durchführen des empfängerseitigen Teils des Verfahrens eignet, weist einen Signaleingang zum Anschließen des Empfängerschaltkreises an ein FM-Funkgerät, eine Abtastschaltung zum Abtasten des Empfangssignals mit einer gegebenen Abtastrate  $T_A$  und einen Symboldetektor zum Ermitteln geschätzter Symbole aus dem abgetasteten Empfangssignal auf. Gemäß der Erfindung zeichnet sich ein solcher Schaltkreis dadurch aus, daß der Symboldetektor einen DFE-Decoder umfaßt, der eine ISI zumindest weitgehend, wenn nicht vollständig kompensiert.

Ein erfindungsgemäßes Übertragungssystem umfaßt somit auch FM-Sprechfunkgeräte, die mit Anschlüssen für ein erfindungsgemäßes Modem ausgerüstet sind, wobei das Modem die oben genannten erfindungsgemäßen Sender- und Empfängerschaltkreise aufweist. Damit mehrere Modems gleichzeitig Daten austauschen können, laufen die Modems im Zeit-Multiplex-Betrieb.

Aus der Gesamtheit der abhängigen Patentansprüche ergeben sich weitere vorteilhafte Ausführungsformen der Erfindung.

#### Kurze Beschreibung der Zeichnungen

Nachfolgend soll die Erfindung anhand von Ausführungsbeispielen und im Zusammenhang mit den Zeichnungen näher erläutert werden. Es zeigen:

- Fig. 1 ein schematisches Blockschaltbild des erfindungsgemäßen Gesamtsystems;
- Fig. 2 ein schematisches Blockschaltbild eines Symboldetektors gemäß der Erfindung;
- Fig. 3 ein schematisches Blockschaltbild eines DFE-Decoders;
- Fig. 4 ein schematisches Blockschaltbild zur Veranschaulichung der Wirkung der Blockegalisierung;
- Fig. 5 ein schematisches Blockschaltbild einer Synchronisationsschaltung;
- Fig. 6 ein schematisches Blockschaltbild zur Veranschaulichung der Wahl der optimalen Interpolatorkoeffizienten; und

Fig. 7 eine Darstellung der äquivalenten Impulsantwort eines Interpolators mit drei Stützstellen. In den verschiedenen Figuren sind grundsätzlich gleiche Teile mit gleichen Bezugszeichen versehen.

#### Wege zur Ausführung der Erfindung

- 5 Fig. 1 zeigt ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Datenübertragungssystems. Ein erstes Modem 6.1 ist an ein erstes Sprechfunkgerät 7.1 angeschlossen. Mit diesen beiden Geräten werden Daten über einen schwundbehafteten Kanal 3 an ein zweites Sprechfunkgerät 7.2 und ein daran angeschlossenes zweites Modem 6.2 übermittelt.
- 10 Das Modem 6.1 weist einen Senderschaltkreis 1.1 auf, der ein Basisbandsignal erzeugt, das mit einem Senderschaltkreis 2.1 des Sprechfunkgeräts 7.1 in ein FM-moduliertes Hochfrequenzsignal mit z. B. einigen hundert MHz Trägerfrequenz umgesetzt wird. Im zweiten Sprechfunkgerät 7.2 demoduliert ein Empfängerschaltkreis 4.1 das schwundbehaftete und verrauschte HF-Signal und gibt ein Empfangssignal im Frequenzbasisband an den Empfängerschaltkreis 5.1 des zweiten Modems 6.2 ab. Dieser ermittelt aus dem Empfangssignal die übertragenen Symbole.
- 15 Um eine Zweiweg-Kommunikation zu ermöglichen, hat das erste Modem 6.1 neben dem Senderschaltkreis 1.1 auch einen Empfängerschaltkreis 5.2, der gleich ausgebildet ist, wie der Empfängerschaltkreis 5.1 des zweiten Modems 6.2. Auch das Sprechfunkgerät 7.1 verfügt über einen Empfängerschaltkreis 4.2, der gleich wie der Schaltkreis 4.1 ausgeführt ist. Das gleiche gilt sinngemäß für das Modem 6.2 (Senderschaltkreis 1.2) und das Sprechfunkgerät 7.2 (Senderschaltkreis 2.2).
- 20 Am Eingang des Modems liegen typischerweise binäre digitale Daten vor. Diese werden mit einem Coder 8 in an sich bekannter Weise in vierstufige Symbole umgewandelt. Diese Symbole  $\alpha_n$  haben eine bestimmte Symboldauer  $T_s$  (Symbolrate  $1/T_s$ ) und werden nun gemäß einer bevorzugten Ausführungsform in voneinander unabhängigen Blöcken einer bestimmten Blocklänge (von z. B. 100 Symbolen) übertragen.
- 25 Ein Pulsformer 9, dessen Stoßantwort zumindest näherungsweise ein Wurzel-Nyquist-Puls ist, wandelt die Symbolfolge  $\{\alpha_n\}$  in ein geeignetes Basisbandsignal um. Vorzugsweise ist die Übertragungsfunktion des Pulsformers 9 eine Wurzel-Raised-Cosine-Funktion, wie sie z. B. aus der eingangs zitierten Veröffentlichung von K. Kage et al. bekannt ist. Der Roll-off-Faktor der Raised-Cosine-Funktion im Frequenzbereich ist z. B. 0,2. Aus praktischen Gründen (insbesondere zur Minimierung des Speicherbedarfs) wird dieser Puls gefiltert mit einem im Zeitbereich definierten Raised-Cosine-Fenster, welches z. B. einen Roll-off-Faktor von 1 und einen Exponenten von 1 hat. Durch das Abschneiden ist der Puls breitbandiger geworden und entspricht nicht mehr exakt einem Wurzel-Nyquist-Puls.
- 30 Wie bereits erwähnt, zeichnet sich die Erfindung senderseitig durch mindestens ein Hochpaßfilter aus, das die DC-Komponente im Basisbandsignal entfernt. In der Regel wird dieses Hochpaßfilter im Sprechfunkgerät 7.1 und zwar unmittelbar an seinem Signaleingang vorgesehen (vgl. Hochpaßfilter 11). Gemäß der Erfindung hat dieses eine Grenzfrequenz von 20 Hz oder mehr. Um die Detektionsqualität nicht allzu stark zu beeinträchtigen, sollte sie aber 300 Hz nicht überschreiten.
- 35 Gemäß einer besonders bevorzugten Ausführungsform der Erfindung können aber auch zwei Hochpaßfilter 10 und 11 vorgesehen sein. Die Grenzfrequenzen sollten sich dann aber so stark unterscheiden, daß sich im wesentlichen nur das erfindungsgemäß am Modemausgang angeordnete Hochpaßfilter 10 bemerkbar macht. Es ist dann dieses Hochpaßfilter 10, dessen Grenzfrequenz im Bereich von 20 bis 300 Hz liegen sollte. Das Hochpaßfilter 11 kann dann auch eine viel niedrigere Grenzfrequenz von z. B. 10 Hz haben. Damit nur das im Modem angeordnete Hochpaßfilter 10 relevant ist, sollte dessen Grenzfrequenz ein Mehrfaches (z. B. Fünffaches) derjenigen des Hochpaßfilters 11 sein.
- 45 Es sei nochmals betont, daß im Prinzip ein einziger Hochpaß völlig ausreichend ist. Die Grenzfrequenz liegt dann vorzugsweise in einem Bereich zwischen 50 und 100 Hz. Wenn es aber darum geht, das erfindungsgemäße Modem an ein bereits bestehendes Sprechfunkgerät anzuschließen, dessen Eingangshochpaß nicht mehr verändert werden kann, dann kann mit einem zweiten im Modem selbst angeordneten Hochpaß (bei geeignetem Abstand der Grenzfrequenzen) ein gewünschtes, vom Sprechfunkgerät unabhängiges Übertragungsverhalten erzwungen werden.
- 50 Die Sprechfunkgeräte 7.1 und 7.2 sind handelsübliche FM-Geräte. Sie weisen also senderseitig einen FM-Modulator 12 und einen daran angeschlossenen Mikrophonschaltkreis 13 und empfängerseitig einen FM-Demodulator 14 und einen daran angeschlossenen Lautsprecherschaltkreis 15 auf. Mikrophonschaltkreis 13 und Lautsprecherschaltkreis 15 dienen in an sich bekannter Weise zur Übertragung von Sprachsignalen.
- 55 Am Signalausgang des Empfängerschaltkreises 4.1 wird ein dem Sendesignal entsprechendes Empfangssignal im Frequenzbasisband an den Empfängerschaltkreis 5.1 des Modems 6.2 abgegeben.
- Das Empfangssignal wird zunächst mit einem Matched-Filter 16 gefiltert. Dieses Filter ist an den Pulsformer 9 angepaßt. Seine Übertragungsfunktion entspricht damit ebenfalls einer Wurzel-Raised-Cosine-Funktion. Das gefilterte Empfangssignal wird sodann mit einem Abtaster 17 abgetastet. Die Abtastrate  $1/T_A$  ist dabei vorzugsweise mindestens viermal größer als die Symbolrate  $1/T_s$ . Die Abtastung erfolgt mit einem freilaufenden Oszillator. Dies bedeutet, daß aus den Abtastwerten der Phasenfehler der Abtastung ermittelt und ein phasenrichtiger Signalwert geschätzt werden muß. Diese beiden Funktionen werden von der Synchronisationsschaltung 18 wahrgenommen. Aus den z. B. vier Abtastwerten pro Symbolintervall wird ein Signalwert (pro Symbolintervall) ermittelt. Der nachfolgende Symboldetektor 19 ermittelt geschätzte Symbole  $\hat{\alpha}_n$ . Schließlich werden die Symbole  $\hat{\alpha}_n$  mit einem Decoder 20, dessen Funktion invers zum Coder 8 ist, in binäre Daten umgewandelt.
- 60 Damit ist der grobe Verlauf der Datenübertragung beschrieben. Im folgenden geht es nun darum, die empfängerseitigen Einzelheiten des Verfahrens im einzelnen zu erläutern.
- 65 Fig. 2 zeigt ein Blockschaltbild des erfindungsgemäßen Symboldetektors 19. Das zentrale Element ist der

DFE-Decoder 21. Er eliminiert im Prinzip die ISI, die durch die Hochpaßfilterung auf der Senderseite eingeführt worden ist. Infolge der Hochpaßfilterung hat nämlich die Impulsantwort des Gesamtsystems einen relativ hohen Hauptimpulswert und langsam abklingende Nachläufe. Mit wachsender Grenzfrequenz des Hochpaßfilters verschiebt sich immer mehr Energie auf die Impulsnachläufe. Es hat sich nun gezeigt, daß der einfache Schwellenwertentscheider trotz unendlichem Störabstand bereits bei kleiner Grenzfrequenz des Hochpaßfilters nicht mehr vernünftig arbeitet und hohe Fehlerraten produziert.

Bei der bevorzugten blockweisen Übertragung kann die ISI aufgeteilt werden in einen blockinternen und einen blockextern bedingten Anteil. Die blockexterne ISI wird ausschließlich durch Symbole erzeugt, die in anderen Blöcken übertragen werden. Zu ihrer Eliminierung ist ein Blockegalisator 22 vorgesehen. Für eine korrekte Schätzung im DFE-Decoder 21 müssen im Prinzip die Parameter des Signals, nämlich der DC-Offset und die Amplitude, bekannt sein. Diese Parameter sind aber nicht im voraus bekannt, weil sie sich schaltungsbedingt langsam verändern, und müssen deshalb im Empfänger mit dem Parameter-Estimator 23 geschätzt werden. Durch den Temperatureinfluß und die Exemplarstreuung entsteht zwischen dem Sender und dem lokalen Oszillator des Empfängers ein Frequenzversatz, der einen datenunabhängigen DC-Anteil hinter dem Frequenzdiskriminator verursacht. Dieser DC-Offset kann im extremen Fall ca. 30% der Augenöffnung des Übertragungssignals betragen. Im übrigen führt auch die Schwankung der Modulatorkonstante ( $\pm 5\%$ ) resp. der Demodulatorkonstante ( $\pm 40\%$ ) zu einer Fluktuation der Signalamplitude des Basisbandsignals im Empfänger. Die zeitliche Änderung des Frequenzoffsets und der Modulator- resp. Demodulatorkonstante ist im Vergleich zur Symboldauer  $T_s$  jedoch sehr langsam. Innerhalb eines Blocks können deshalb die genannten Parameter als konstant angenommen werden. Im Zeit-Multiplex-Betrieb schwanken sie allerdings stark von Block zu Block. Der Parameter-Estimator 23 schätzt also den DC-Offset und die Amplitude blockweise und gibt diese Werte an den DFE-Decoder 21 weiter.

Fig. 3 zeigt nun ein Blockschaltbild des erfindungsgemäßen DFE-Decoders 21. Wie aus der Figur zu entnehmen ist, wird aus den bisher entschiedenen Symbolen  $\hat{a}_{n-1}, \hat{a}_{n-2}, \dots, \hat{a}_{n-K}$  ein Schätzwert  $\hat{s}_n$  gemäß

$$\hat{s}_n = \sum_{i=1}^K \hat{a}_{n-i} g_i \quad (II)$$

des ISI-Einflusses der vorangegangenen Impulse auf den aktuellen Abtastwert  $r_n$  am Ausgang des Empfangsfilters generiert und von  $r_n$  abgezogen.  $K$  ist dabei der Grad der Entscheidungsrückkopplung.  $g_i$  bezeichnet die zeitdiskrete Stoßantwort des Übertragungssystems bestehend aus Pulsformer 9, Matched-Filter 16 und Hochpaßfilter 10. Für das kompensierte Signal  $\bar{r}_n$

$$\bar{r}_n = r_n - \hat{s}_n \quad (III)$$

(ermittelt durch das Summierglied 26) wird anschließend eine einfache Schwellenwertdetektion (Schwellenwertentscheider 27) durchgeführt. Die Prädiktion des ISI-Einflusses wird also mit einem  $T_s$ -beabstandeten FIR-Filter (Verzögerungsglieder 24.1, ..., 24.K, Summierglied 25) mit  $K$ -Koeffizienten ( $g_1, \dots, g_K$ ) realisiert.

Beim Einschalten des DFE-Decoders 21 ist kein Kompensationssignal  $\hat{s}_n$  verfügbar. In den meisten Fällen schwingt der DFE-Decoder 21 nach ein paar richtigen Entscheidungen relativ schnell ein. Bei ungünstiger ISI-Störung ist es jedoch möglich, daß durch häufige Fehlentscheidungen und entsprechend falsche Kompensation lange "Fehlerbursts" auftreten. Im Blockbetrieb kann deshalb ein ganzer Block verlorengehen.

Die Impulsantwort des Systems ist abhängig von der Grenzfrequenz und der Ordnung des Hochpaßfilters. Es hat sich nun gezeigt, daß die Ordnung des Hochpaßfilters ein viel kritischerer Parameter als die Grenzfrequenz ist.

Schließlich wurde gefunden, daß die ISI-Energie bei gleicher Grenzfrequenz mit steigender Ordnung des Hochpaßfilters stark anwächst und damit die Detektionsperformance des DFE-Decoders drastisch verschlechtert. Aus diesen Gründen sollte bei der Realisierung des Systems darauf geachtet werden, daß die Ordnung des Hochpaßfilters möglichst klein ist.

Bei der Decodierung müssen aus einem Block möglichst viele (im Idealfall alle) Symbole extrahiert werden, ohne daß auf eine Zustandsinformation zurückgegriffen werden könnte. Beim DFE-Decoder wird man das Zustandsregister, welches die vergangenen Symbolentscheidungen enthält, zur Initialisierung typischerweise auf Null setzen. Die ersten Symbole eines Blocks sind dann der vollen ISI ausgesetzt, und die Fehlerwahrscheinlichkeit ist entsprechend hoch. Tiefer im Block stehen verlässlichere Symbolentscheidungen zur Verfügung.

Zur Verbesserung des Einschwingverhaltens dient nun der Blockegalisator 22, der im Prinzip ein zeitvariantes Vorfilter für die DFE-Decodierung darstellt. Dieses Vorfilter macht eine Minimum Mean Square Error-Entzerrung (MMSE) des jeweiligen Abtastwertes. Dabei wird aber nicht das Sendesymbol  $a_n$  als Zielgröße angenommen, sondern der Amplitudenwert, den man erhielte, wenn nur Interferenz von Symbolen innerhalb des Blocks auftreten würde. Die Auflösung der verbliebenen Innerblock-ISI wird in der oben beschriebenen Art vom DFE-Decoder 21 vorgenommen. Wenn die Blocklänge größer ist als die Länge der Gesamtimpulsantwort, dann werden bei dieser Methode die letzten Abtastwerte eines Blocks vom Vorfilter überhaupt nicht geändert. Der erste Abtastwert wird immer im konventionellen Sinn (Minimierung der Gesamt-ISI) entzerrt.

Fig. 4 veranschaulicht das Prinzip der Blockegalisierung.  $\underline{a}_{act}$  bezeichnet die Symbolfolge im aktuellen Block. Entsprechend bezeichnet  $\underline{a}_{past}$  die Symbolfolge im vergangenen Block.  $G_1$  und  $G_2$  sind Matrizen, die aufgrund der Impulsantwort festgelegt sind und den Einfluß der entsprechenden Symbole auf das Empfangssignal beschreiben.  $\underline{n}$  beschreibt die additive Störung. Das Empfangssignal  $\underline{r}$  läßt sich durch folgende Gleichung beschreiben:

ben:

$$\underline{r} = \underline{s}_1 + \underline{s}_2 + \underline{n} \quad (\text{IV})$$

- 5 Der Blockegalisateur, der sich in der vorliegenden Fig. 4 in der Matrix G manifestiert, ist so bemessen, daß die Wirkung von  $\underline{s}_2$  auf  $\underline{r}$  im Sinne des MMSE-Prinzips minimiert wird:

$$E\{\underline{r}^T(\underline{r}_1 - \underline{s}_1)\} = 0 \quad (\text{V})$$

- 10 E { } bezeichnet dabei den Erwartungswert des angegebenen Arguments. (Die Berechnung der Koeffizienten der Matrix G aufgrund des angegebenen Optimierungskriteriums ist für den Fachmann eine Routinearbeit.)

Im folgenden wird nun die erfindungsgemäße Open-Loop-Parameterschätzung beschrieben. Im n-ten Intervall ist das abgetastete Empfangssignal  $r_n$  gegeben durch

$$15 \quad r_n = A_0 \left( \sum_{i=0}^{\infty} \alpha_{n-i} g_i + d_0 \right) + n_n \quad (\text{VI})$$

- 20 Dabei bezeichnen  $A_0$  und  $d_0$  die unbekannte, aber konstante Signalamplitude und den DC-Offset. Der Gauss'sche Störprozeß mit der Variablen  $n_n$  ist mittelwertfrei und hat die Varianz an  $\sigma_n^2$ . Die Sequenz  $\{\alpha_n\}$  besteht aus vierstufigen, gleich wahrscheinlichen Symbolen  $\alpha_n$ , die unkorreliert und mittelwertfrei sind:

$$25 \quad E\{\alpha_n\} = 0$$

$$E\{\alpha_n \alpha_m\} = \begin{cases} \Phi, m \neq n \\ \sigma_\alpha^2, m = n \end{cases} \quad (\text{VII})$$

- 30 Gemäß der Erfindung werden der Schätzwert der Amplitude  $\hat{A}$  und des DC-Offsets  $\hat{d}$  wie folgt gebildet:

$$35 \quad \hat{A} = \frac{\sigma_r}{\sigma_\alpha} \left| \sum_{i=0}^{\infty} g_i^2 \right| \quad (\text{VIII})$$

$$\hat{d} = \frac{\bar{r}_n \sigma_\alpha}{\sigma_r} \left| \sum_{i=0}^{\infty} g_i^2 \right| \quad (\text{IX})$$

- 40 In der Praxis werden die Erwartungswerte  $r_n$  und  $\sigma_r^2$  durch zeitliche Mittelung des Empfangssignals  $r_n$  resp. des quadrierten Empfangssignals  $r_n^2$  über L aufeinanderfolgende Symbolintervalle (d. h. über ein Estimationsfenster LTs) approximiert:

$$45 \quad \bar{r}_n = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} r_{n-i} \quad (\text{X})$$

$$50 \quad \sigma_r = \left| \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} (r_{n-i}^2 - \frac{L}{L-1} \bar{r}_n^2) \right| \quad (\text{XI})$$

- Die Mittelwertbildung nach Gleichung X und XI entspricht einer Tiefpaßmittelung des Empfangssignals mit der Bandbreite  $1/(LT)$ . Da das Rauschleistungsspektrum nach dem FM-Demodulator quadratisch mit der Frequenz steigt, wird die Störleistung weitgehend unterdrückt durch diese Tiefpaßfilterung. Die Wahl eines breiten Estimationsfensters (LT) ist daher ein sehr wirksames Mittel zur Jitter-Unterdrückung. Im Hinblick auf den burst-Betrieb darf L jedoch nicht zu groß sein, da ja in diesem Fall ein schnelles Folgen des aktuellen Signalparameters beim burst-Wechsel erforderlich ist. Die Fensterbreite liegt in der Größenordnung von 100 Symbolintervallen.

- 60 Bei einer Fensterbreite LT ist ein restlicher datenabhängiger DC-Anteil vorhanden, der die Schätzung des eigentlichen DC-Offsets ( $d_0$ ) beeinflusst. Durch die AC-Kopplung ist dieser datenabhängige DC-Anteil jedoch bereits im Sender schon entfernt worden. Deshalb wird insbesondere die DC-Schätzung sehr robust. Je höher die Grenzfrequenz des Hochpaßfilters ist, desto zuverlässiger dürften die Parameter-Schätzwerte sein.

- 65 Nach Gleichung VI ist das Empfangssignal proportional zur Signalamplitude  $A_0$ , und damit sind auch der Mittelwert  $\bar{r}_n$  und die Streuung  $\sigma_r$  proportional zu  $A_0$ . Daraus folgt, daß der Amplitudenschätzwert  $\hat{A}$  gemäß Formel VIII proportional zu  $A_0$  und der DC-Schätzwert  $\hat{d}$  gemäß Formel IX unabhängig von  $A_0$  ist. Die Performance der Open-Loop-Parameterschätzung wird deshalb von der tatsächlichen Höhe der Signalamplitude nicht beeinträchtigt. Abgesehen von der verminderten Empfangsnutzenergie und dem entsprechend vermin-

derten Signalrauschverhältnis, was durch die ZF-Filterung infolge eines Frequenzversatzes zwischen dem Sender und dem Empfänger bedingt ist, gilt dieselbe Aussage auch bzgl. der Höhe des DC-Offsets.

Die wichtigsten Aspekte der Symboldetektion sind nun ausreichend erläutert worden. Im folgenden wird noch auf ein spezifisches Synchronisationsverfahren eingegangen.

Gemäß der Erfindung werden die Berechnungen zur Bestimmung der Taktphase mit einem DSP (Digitaler Signal Prozessor), d. h. also in der digitalen Ebene, ausgeführt. Die Taktsynchronisation ist aber nur eine der Aufgaben des DSP. Die entsprechenden Berechnungen werden dann im time-sharing-Betrieb durchgeführt. Es wird also ein ganzer Block von Abtastwerten zwischengespeichert, bevor die Bearbeitung des Blocks beginnt. Die dadurch bedingte Verzögerung macht eine Nachführung des Abtasttaktes problematisch. Deshalb wird gemäß der Erfindung eine freilaufende Abtastung durchgeführt, was zur Folge hat, daß zwischen Abtast- und Symboltakt ein Offset  $\epsilon$  entsteht.

Da der digitalen Synchronisationsschaltung nur Abtastwerte des Empfangssignals zur Verfügung stehen, muß sie zunächst eine Taktphasenschätzung und dann eine entsprechende Interpolation durchführen.

Fig. 5 zeigt ein Blockschaltbild der Synchronisationsschaltung. Die vom Abtaster 17 gelieferten Werte werden einerseits einem Vorfilter 28 und andererseits einem Interpolator 32 zugeführt. Nach dem Vorfilter 28 folgt ein Quadrierer 29, ein DFT-Rechner 33 (DFT = Diskrete Fourier Transformation), ein Mittelwertbildner 30 und ein Phasenextraktor 31. Am Ausgang des Phasenextraktors 31 liegt ein geschätzter Wert  $\hat{\epsilon}$  für den Phasenfehler vor, welcher bei der Interpolation Verwendung findet.

Die Besonderheiten der erfindungsgemäßen Synchronisationsschaltung 18 liegen einerseits im Vorfilter 28 und andererseits im Interpolator 32.

Das optimale Vorfilter ist zeitvariant, wenn der Empfänger einen Ausschnitt des Empfangssignals beobachtet. Durch dieses Vorfilter wird das Eigenrauschen (self noise) unterdrückt. Aus Komplexitätsgründen wird aber ein zeitinvariantes Vorfilter verwendet. Zur Vermeidung von Eigenrauschen muß dieses Filter  $T_s$  periodische Nullstellen in der Impulsantwort des Gesamtsystems, das durch Sendefilter  $H_T(f)$ , Matched-Filter  $H_S^*(f)$  und Vorfilter  $H_E(f)$  gebildet ist, erzwingen. Dazu muß das resultierende Spektrum

$$H_G(f) = |H_S(f)|^2 \cdot H_E(f), f_s = 1/T_s \quad (\text{XII})$$

die Bedingung

$$\exp(-j\Phi) H_G(f_s/2 + \Delta f) = \exp(j\Phi) H_G^*(f_s/2 - \Delta f)(\Delta f) \leq f_s/2 \quad (\text{XIII})$$

für wenigstens einen Wert von  $\Phi$  erfüllen. Dabei wurde vorausgesetzt, daß  $H_G(f)$  auf  $|f| \leq f_s$  bandbegrenzt ist. Die oben genannte Symmetriebedingung ergibt keine eindeutige Lösung für  $H_E(f)$ . Gemäß der Erfindung wird deshalb  $H_E(f)$  wie folgt festgelegt:

$$H_E(f) = [H_S(f - f_s)]^2 + [H_S(f + f_s)]^2 \quad (\text{XIV})$$

Das oben definierte Filter hat einen bzgl.  $f = f_s$  unsymmetrischen Bandpaßfrequenzgang. Deshalb kann eine Realisierung als FIR-Filter nicht mit  $T_s$  beabstandeten Stützstellen bei reellen Koeffizienten erfolgen.

Gemäß der Erfindung wird nun dem Vorfilter die Abtastrate  $1/T_A$  (z. B.  $4/T_s$ ) zu Grunde gelegt. Gemäß einer Ausführungsform der Erfindung werden die Koeffizienten  $h_E(\theta)$  wie folgt:

$$h_E(\theta) = \cos(\theta\pi/2) g(\theta T_A) \quad (\text{XV})$$

$g(\theta T_A)$  sind dabei die Koeffizienten der Impulsantwort der oben genannten Reihenschaltung (vgl. Formel XII). Vorzugsweise wird die Komplexität dieses Filters durch eine LSE-Approximation (LSE = Least Square Error) reduziert. Die gesuchte Approximation  $g_E(\theta)$  wird so gewählt, daß die Energie des Fehlersignals

$$\sum_k e^2 \sum_k |g_E(\theta) - \bar{g}_E(\theta)|^2 \quad (\text{XVI})$$

minimal wird. Durch Ableiten nach den Entzerrerkoeffizienten  $\partial_E(\bar{g})$  und Null setzen ergibt sich ein lineares Gleichungssystem, mit welchem die Vorfilterkoeffizienten bestimmt werden können.

Der Interpolator 32 ermittelt aus den z. B. 4 innerhalb eines Symbolintervalls  $T_s$  liegenden Abtastwerten einen phasenmäßig berichtigten, geschätzten Abtastwert. Gemäß der Erfindung wird dabei das Interpolationsproblem nicht unabhängig vom Übertragungssystem betrachtet.

Fig. 6 zeigt ein Blockschaltbild zur Veranschaulichung der optimalen Interpolarkoeffizienten. Die Symbolfolge  $\alpha$  wird vom Sendefilter  $h_S(t)$  pulsamplitudenmoduliert und bei der Übertragung von Weisssem Gauß'schem Rauschen gestört. Nach der Empfangsfilterung  $h_r(t)$  erfolgt eine Abtastung. Dies führt zum diskreten Empfangsvektor  $r$ . Ein Segment, beginnend beim unteren Index  $N_u$  und endend beim oberen Index  $N_o$  mit infolgedessen  $N_o - N_u + 1$  Koeffizienten, wird an den (optimalen) Interpolator  $g_o$  weitergegeben. Der MMSE-Schätzwert  $\hat{\alpha}$  des Sendesymbols  $\alpha$  ist eine Linearkombination der Elemente von  $r$ . Da das Nutzsignal zyklstationär ist, hängt  $g_o$  bei entsprechender Verschiebung des Beobachtungsfensters ( $N_u : N_o$ ) nicht vom Index  $\theta$  ab. Selbstverständlich hängt  $g_o$  vom Abtastoffset  $\epsilon$  ab. Gemäß der Erfindung wird also  $g_o$  so gewählt, daß der Fehler  $e_o$  zwischen dem tatsächlich gesendeten Symbol  $\alpha$  und dem geschätzten Symbol  $\hat{\alpha}$  gemittelt minimal ist. Mit dem Orthogonalitätsteoren erhält man somit die Interpolatorkoeffizienten (Vektorschreibweise)

$$g_o = \underline{b} \wedge^{-1} r_{BRB} \quad (\text{XVII})$$

Dabei bezeichnet  $\wedge r_{BRB}$  die Autokorrelationsmatrix des Empfangsvektors  $r_B$ :

$$\wedge r_{BRB}(\partial, \mu) = R_{mm}[(\partial - \mu)T_A] + \sum_{\alpha=-\infty}^{\infty} h(\partial T_A + \varepsilon + kT_s) h(\mu T_A + \varepsilon + kT_s) \quad (\text{XVIII})$$

$$R_{mm}(T) + N_o/2(h_r(t) \cdot h_r(t))_t = \tau \quad (\text{XIX})$$

$R_{mm}$  bezeichnet die Autokorrelationsfunktion des gefilterten Geräusches  $m(t)$ . Schließlich bezeichnet  $h(t)$  die Faltung der Stoßantworten von Sende- und Empfangsfilter:

$$h(t) = h_s(t) \cdot h_r(t) \quad (\text{XX})$$

$$b(\partial) = h(\partial T_A + \varepsilon) \quad (\text{XXI})$$

Der oben beschriebenen Interpolatoroperation kann ein äquivalentes Filter zugeordnet werden. Dieses Filter hat eine zeitkontinuierliche Impulsantwort  $g_o(t)$ . Wenn die Abtastwerte mit diesem Filter gefiltert werden, entsteht das optimal interpolierte zeitkontinuierliche Empfangssignal.

Fig. 7 zeigt die Stoßantwort des äquivalenten Filters bei einer Interpolation mit 3 Stützstellen. Das Maximum liegt bei  $t = 0$ . Bei  $t = -T_A$  und  $t = +T_A$  hat das Filter einen Nulldurchgang. Bei  $t = \pm 0,5T_A$  hat die Impulsantwort einen Sprung. Es ist zu beachten, daß der Phasenfehler  $\varepsilon$  stets kleiner als  $T_A/2$  ist.

Zu einem gegebenen Phasenfehler  $\varepsilon$  werden die Interpolatorkoeffizienten aus der Fig. 7 so gewonnen, daß die Werte bei  $\varepsilon$ ,  $\varepsilon - T_A$  und  $\varepsilon + T_A$  abgelesen werden. Aus den Abtastwerten des Empfangssignals werden dann stets die drei dem zu interpolierenden Phasentakt am nächsten liegenden Werte herangezogen und entsprechend den Koeffizienten gewichtet summiert.

Es hat sich gezeigt, daß bei einer Interpolation mit nur zwei Koeffizienten die lineare Interpolation in guter Näherung optimal ist.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß durch die Erfindung unter Beachtung relevanter praktischer Imperfektionen ein Modem konzipiert werden kann, welches gegenüber einem herkömmlichen binären FM-Modem nahezu die doppelte Bandbreiteneffizienz aufweist. So wird z. B. eine 8 kb/s Übertragung in 12,5 kHz-Kanalraaster bei 60 dB Nachbarkanaldämpfung ermöglicht. Ferner ermöglicht die Erfindung eine AC-Kopplung mit mehr als 100 Hz. Variationen der Modular- und Demodulatorkonstanten und des DC-Offsets werden nahezu perfekt ausgeglichen, wenn sie über nur ca. 100 Symbole mehr oder weniger konstant sind. Die Taktrückgewinnung erfordert sehr wenig Taps sowohl für die Vorfilter-Realisierung als auch für den Interpolator. Schließlich wird durch die Erfindung das Einschwingverhalten des DFE-Decoders wesentlich verbessert.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zur Übertragung digitaler Daten über einen schwundbehafteten Kanal, bei welchem Verfahren
  - a) die in Form von mindestens vierstufigen Symbolen mit einer Symbolrate  $1/T_s$  vorliegenden Daten mit einem Pulsformer (9) in ein Basisbandsignal umgewandelt werden,
  - b) das Basisbandsignal mittels eines FM-Verfahrens (12, 14) über den schwundbehafteten Kanal übertragen wird,
  - c) ein das übertragene Basisbandsignal beinhaltendes Empfangssignal mit einer bestimmten Abtastrate  $T_A$  abgetastet (17) wird und
  - d) aus dem abgetasteten Empfangssignal geschätzte Symbole ermittelt werden, dadurch gekennzeichnet, daß
  - e) senderseitig das Basisbandsignal durch ein Hochpaßfilter (10) zumindest von seinem DC-Anteil befreit wird und
  - f) die geschätzten Symbole unter Verwendung eines eine vorhandene Intersymbolinterferenz zumindest teilweise kompensierenden DFE-Decoders (21) ermittelt werden.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Symbole in voneinander unabhängigen Blöcken einer bestimmten Blocklänge übertragen werden und daß empfängerseitig auf digitaler Ebene Parameter wie Signalamplitude und DC-Offset mit einer rückkopplungsfreien Parameterschätzung (23) ermittelt werden.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Hochpaßfilter (10) eine Grenzfrequenz von mindestens 20 Hz und höchstens 300 Hz, insbesondere von 50 bis 100 Hz hat.
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß das Hochpaßfilter (10) ein Filter erster Ordnung ist.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 2 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß zur Verbesserung des Einschwingverhaltens des DFE-Decoders (21) mit einem dem DFE-Decoder (21) vorgeschalteten Blockegalisator (22) gezielt die durch benachbarte Blöcke hervorgerufene Intersymbolinterferenz abgeglichen wird und daß mit dem DFE-Decoder (21) nur die blockinterne Intersymbolinterferenz kompensiert wird.
6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß
  - a) das Empfangssignal mit einem freilaufenden Oszillator mit einer Abtastrate  $1/T_A$ , die größer als die Symbolrate  $1/T_s$  ist, überabgetastet wird, daß



- b) eine Taktphasenschätzung (18) zur Ermittlung des Taktphasenfehlers durchgeführt wird und  
 c) daß das überabgetastete Empfangssignal entsprechend dem ermittelten Taktphasenfehler einmal pro Symbolintervall  $T_s$  interpoliert wird.

7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß zur Interpolation taktphasenfehlerabhängige Koeffizienten zur Gewichtung des abgetasteten Empfangssignals verwendet werden, die den Fehler zwischen dem interpolierten und dem idealen Signalwert im gesuchten Abtastzeitpunkt unter Berücksichtigung der gesamten Übertragungsstrecke nach dem MMSE-Kriterium optimieren. 5  
 8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtastrate  $1/T_A$  viermal größer ist als die Symbolrate  $1/T_s$  und daß zur Interpolation mindestens zwei und höchstens drei Werte des abgetasteten Empfangssignals herangezogen werden. 10  
 9. Verfahren insbesondere nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß zu Beginn der Taktphasenschätzung die Werte des überabgetasteten Empfangssignals mittels eines Vorfilters (28) gefiltert werden, dessen Stützstellen entsprechend der Abtastrate beabstandet sind und dessen Koeffizienten zumindest näherungsweise gemäß 15

$$\cos(\partial\pi/2) g(\partial T_A)$$

bemessen werden, wobei  $g(\cdot)$  die Übertragungsfunktion des Gesamtsystems ist.

10. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Koeffizienten des Vorfilters (28) die optimale Impulsantwort gemäß dem LSE-Prinzip approximieren. 20  
 11. Senderschaltkreis zum Senden von digitalen Daten gemäß dem Verfahren nach Anspruch 1 mit einem Pulsformer (9) zum Umwandeln von mindestens vierstufigen Symbolen in ein Basisbandsignal und einen Signalausgang zum Anschließen des Senderschaltkreises an ein FM-Funkgerät (7.1 resp. 7.2), dadurch gekennzeichnet, daß ein Hochpaßfilter (10) mit einer Grenzfrequenz von mindestens 50 Hz und höchstens 200 Hz zwischen Pulsformer (9) und Signalausgang vorgesehen ist. 25  
 12. Empfängerschaltkreis zum Empfangen von digitalen Daten in Form von Empfangssignalen gemäß dem Verfahren nach Anspruch 1, mit einem Signaleingang zum Anschließen des Empfängerschaltkreises an ein FM-Funkgerät (7.2 resp. 7.1), einer Abtastschaltung (17) zum Abtasten des Empfangssignals mit einer gegebenen Abtastrate ( $T_A$ ) und einem Symboldetektor (19) zum Ermitteln geschätzter Symbole aus dem abgetasteten Empfangssignal, dadurch gekennzeichnet, daß der Symboldetektor (19) einen DFE-Decoder (21) umfaßt, der eine Intersymbolinterferenz zumindest teilweise kompensiert. 30  
 13. Modem gekennzeichnet durch einen Senderschaltkreis (1.1) gemäß Anspruch 11 und einem Empfängerschaltkreis (4.1) gemäß Anspruch 12.  
 14. Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch mindestens zwei Modems gemäß Anspruch 13 und mindestens zwei Funkübertragungsgeräte (7.1, 7.2) zur Übertragung von Sprachsignalen, wobei die Modems an die Funkübertragungsgeräte (7.1, 7.2) anschließbar sind. 35

Hierzu 4 Seite(n) Zeichnungen

- Leerseite -

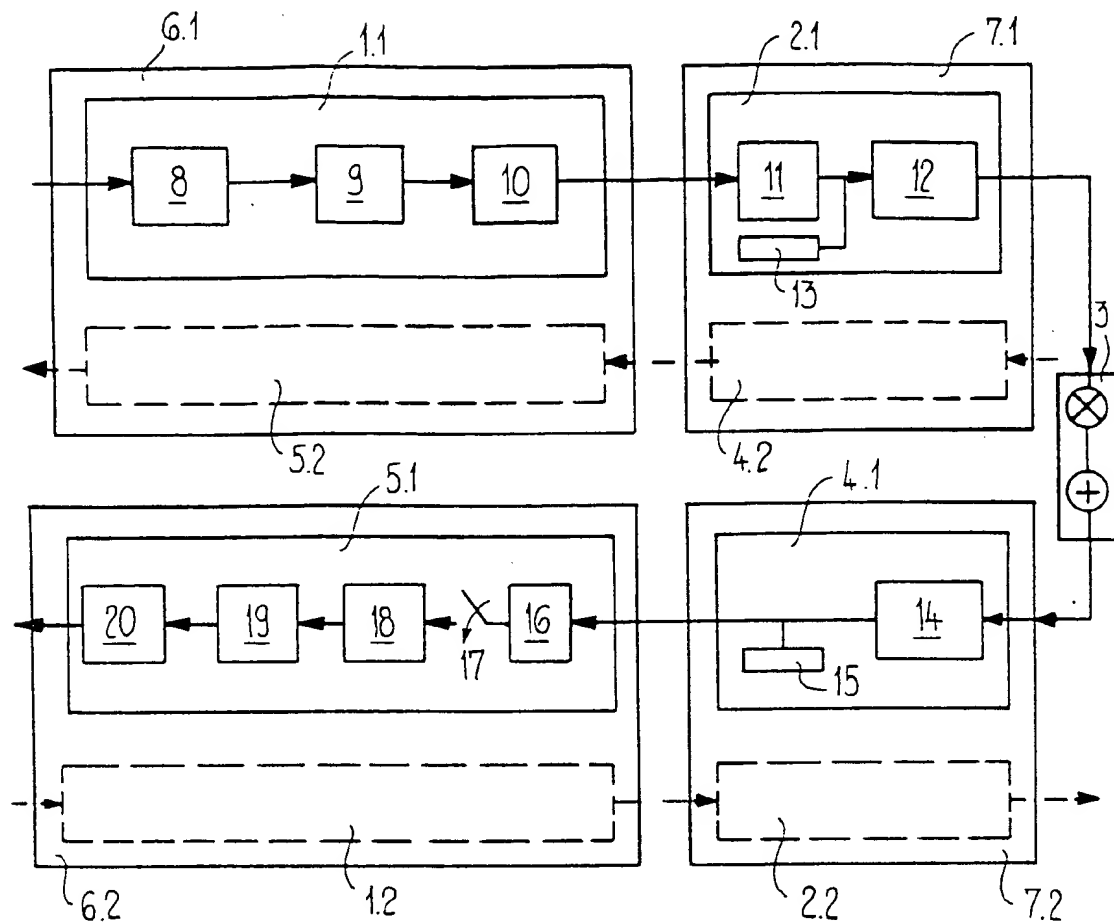


Fig.1

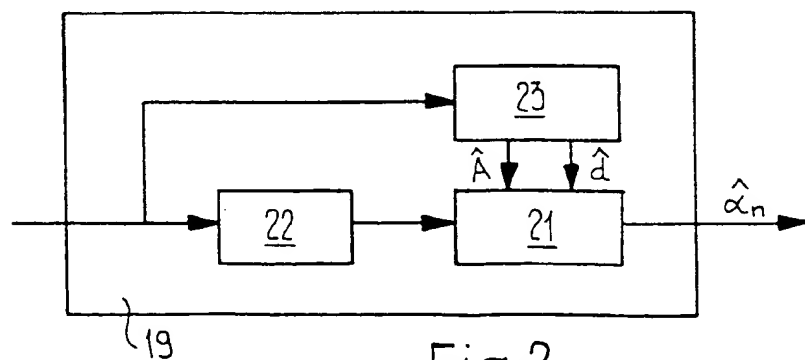


Fig.2

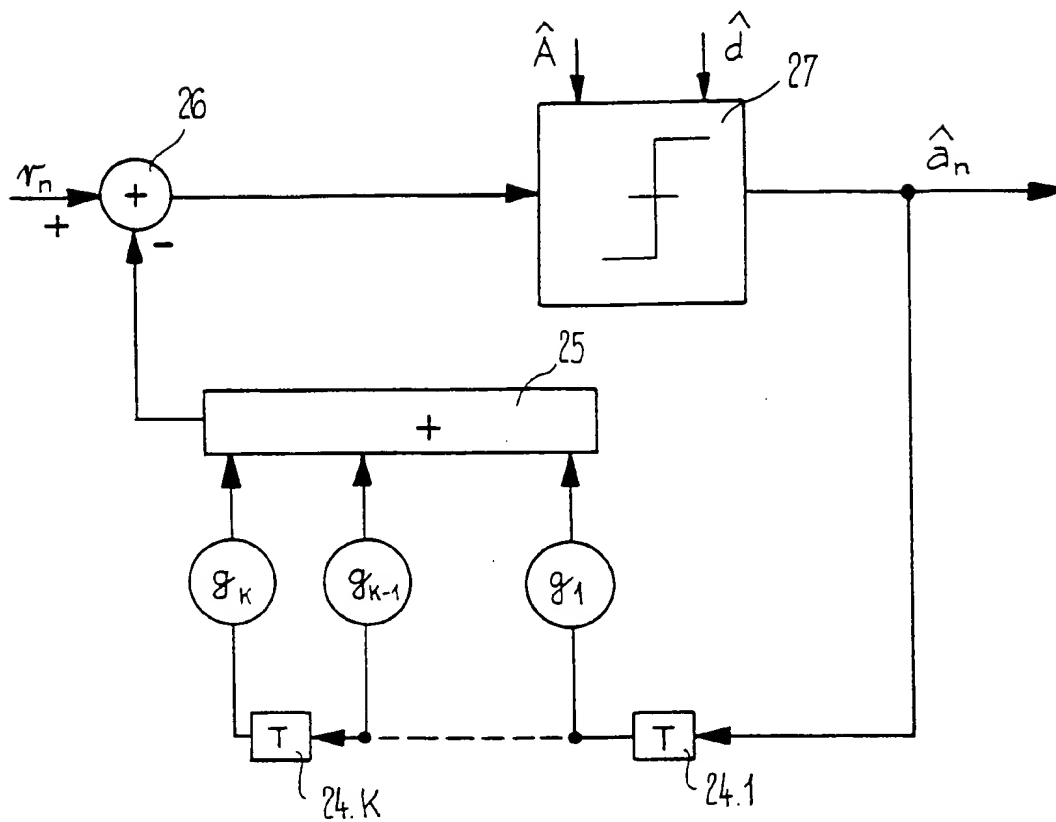


Fig.3

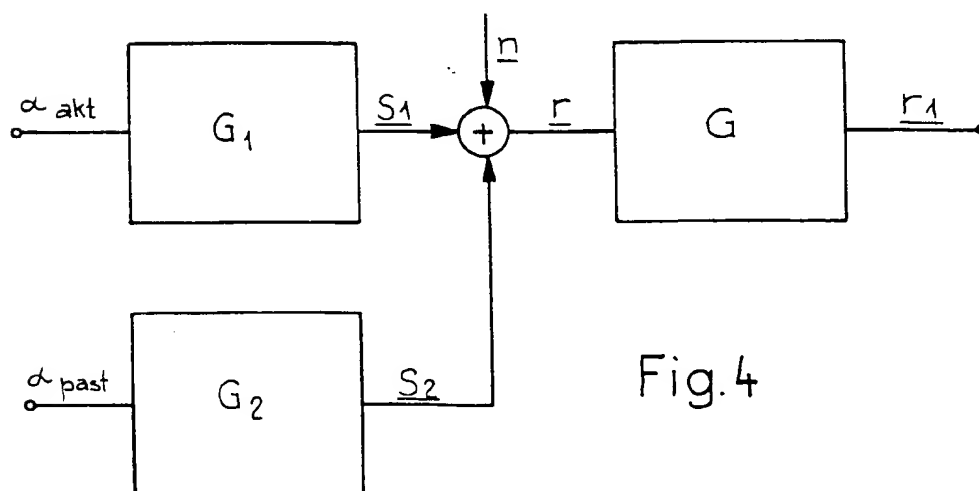


Fig.4

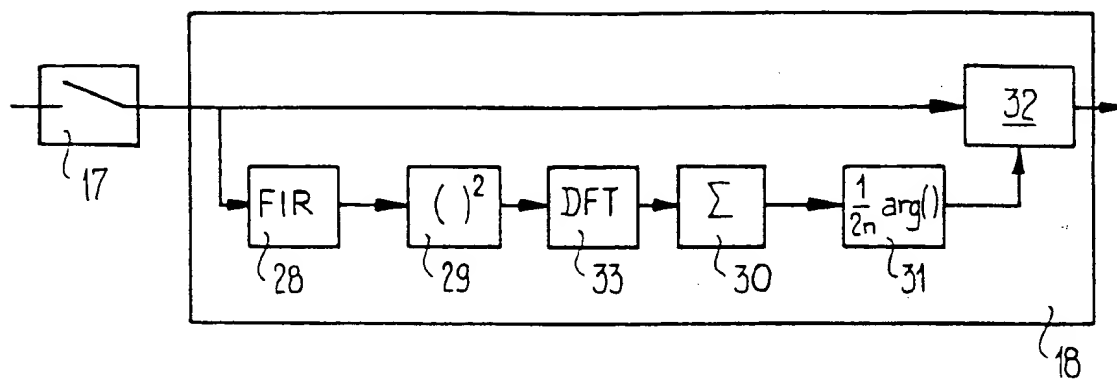


Fig.5

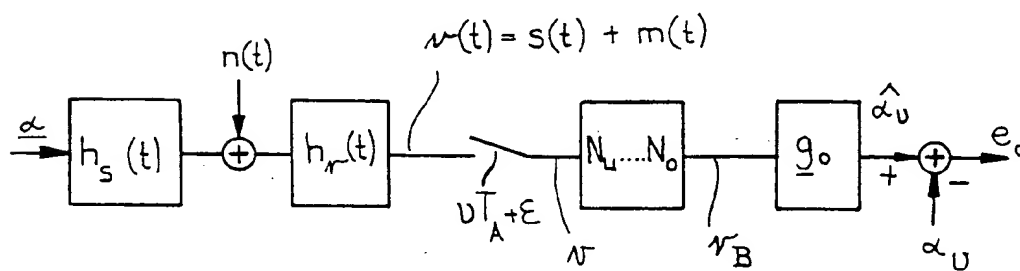


Fig.6

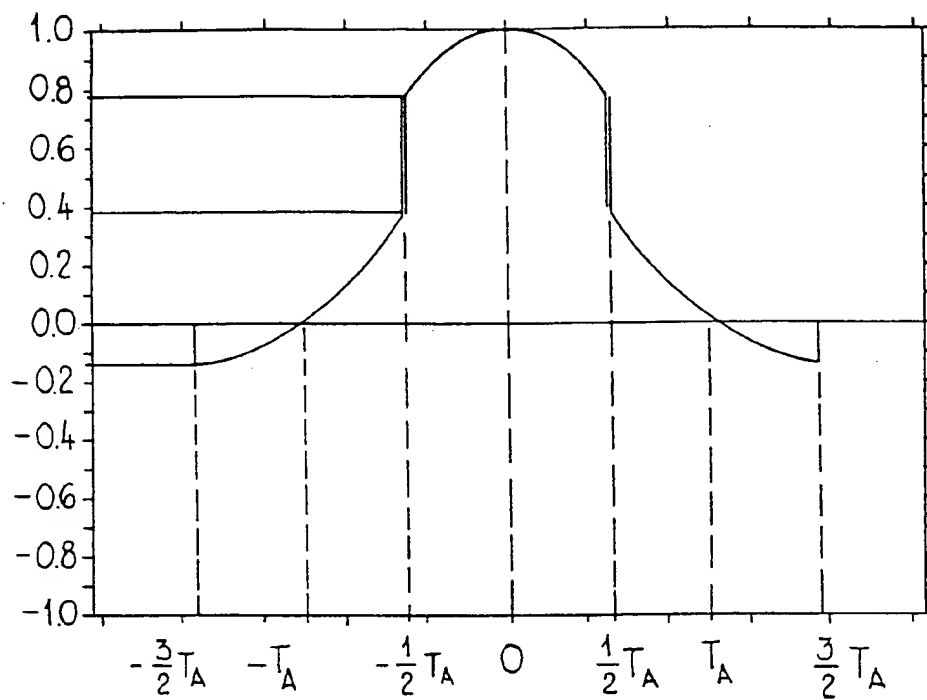


Fig.7